

高效、同步、四开关 降压-升压型控制器

特点

- 单电感器架构允许 V_{IN} 高于、低于或等于 V_{OUT}
- 宽 V_{IN} 范围：4V 至 36V 工作电压
- 同步整流：效率高达 98%
- 电流模式控制
- $\pm 1\%$ 输出电压准确度：0.8V < V_{OUT} < 30V
- 可锁相固定频率：200kHz 至 400kHz
- 电源良好 (Power Good) 输出电压监视器
- 用于 MOSFET 电源的内部 LDO
- 四 N 沟道 MOSFET 同步驱动
- 在停机期间 V_{OUT} 与 V_{IN} 断接
- 可调软启动电流斜坡上升
- 折返输出电流限制
- 可选低电流模式
- 输出过压保护
- 采用 24 引脚 SSOP 和裸露衬垫 (5mm × 5mm) 32 引脚 QFN 封装

应用

- 汽车系统
- 电信系统
- DC 功率分配系统
- 高功率电池供电型装置
- 工业控制

描述

LTC[®]3780 是一款高性能降压-升压型开关稳压器控制器，可在输入电压高于、低于或等于输出电压的条件下运作。恒定频率电流模式架构提供了一个高达 400kHz 的可锁相频率。凭借 4V 至 30V (最大值为 36V) 的宽输入和输出范围以及不同操作模式间的无缝切换，LTC3780 成为汽车、电信和电池供电型系统的理想选择。

该控制器的工作模式是通过 FCB 引脚来确定的。对于升压应用，FCB 模式引脚能够在突发模式 (Burst Mode[®]) 操作、不连续模式和强制连续模式之间进行选择。在降压操作期间，FCB 模式引脚可在跳周期模式、不连续模式和强制连续模式之间进行选择。突发模式操作和跳周期模式可在轻负载条件下实现高效操作，而强制连续模式和不连续模式则工作在一个恒定的频率上。

由一个输出过压比较器和内部折返电流限制电路提供了故障保护功能。当输出处于其设计调整点的 7.5% 以内时，电源良好输出引脚将发出指示信号。

LT、LTC、LT 和 LTM 是凌力尔特公司的注册商标。

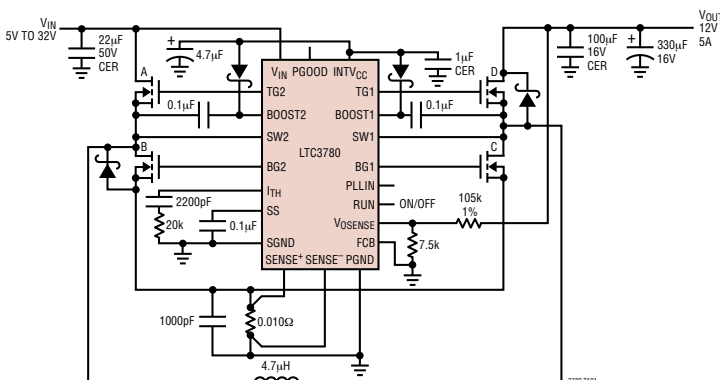
Burst Mode 是凌力尔特公司的注册商标。

所有其他商标均为其各自拥有者的财产。

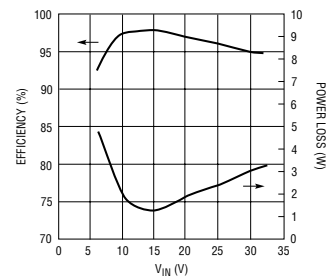
受第 5481178、6304066、5929620、5408150、6580258 号美国专利的保护，有关电流模式架构和保护专利正在审议之中。

典型应用

高效降压-升压型转换器



效率与功耗的关系曲线 $V_{OUT} = 12V, I_{LOAD} = 5A$



LTC3780

绝对最大额定值 (注1)

输入电源电压 (V_{IN})	-0.3V 至 36V
上端驱动器电压 (BOOST1, BOOST2)	-0.3V 至 42V
开关电压 (SW1, SW2)	-5V 至 36V
INTV _{CC} , EXT _V CC, RUN, SS, (BOOST1 – SW1), (BOOST2 – SW2), PGOOD	-0.3V 至 7V
PLLIN 电压	-0.3V 至 5.5V
PLLFLTR 电压	-0.3V 至 2.7V
FCB, STBYMD 电压	-0.3V 至 INTV _{CC}
I_{TH} , V_{OSENSE} 电压	-0.3V 至 2.4V

峰值输出电流 ($\langle T_{G1}, T_{G2}, B_{G1}, B_{G2} \rangle \dots$ 3A	
INTV _{CC} 峰值输出电流	40mA
工作温度范围 (注 7)	
LTC3780E	-40°C 至 85°C
LTC3780I	-40°C 至 85°C
结温 (注 2)	125°C
贮存温度范围	-65°C 至 125°C
引脚温度 (焊接时间 10 秒)	
仅 SSOP 封装	300°C

封装/订购信息

<p>TOP VIEW</p> <p>G PACKAGE 24-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 130^{\circ}C/W$</p>	产品型号	<p>TOP VIEW</p> <p>UH PACKAGE 32-LEAD (5mm 5mm) PLASTIC QFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C, \theta_{JA} = 34^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 33) IS SGND (MUST BE SOLDERED TO PCB)</p>	产品型号
	LTC3780EG LTC3780IG		LTC3780EUH LTC3780IUH
订购选项 卷带: 加 #TR 无铅型: 加 #PBF 无铅型卷带: 加 #TRPBF 无铅型器件标记: http://www.linear.com/leadfree/		UH 器件标记	
		3780 3780I	

对于规定工作温度范围更宽的器件, 请咨询凌特公司。

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^{\circ}C$ 。 $V_{IN} = 15V$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
主控制环路						
V_{OSENSE}	反馈基准电压	$I_{TH} = 1.2V$ (注 3)	● 0.792	0.800	0.808	V
$I_{VOSENSE}$	反馈引脚输入电流	(注 3)		-5	-50	nA
$V_{LOADREG}$	输出电压负载调整率	(注 3)				
		$\Delta I_{TH} = 1.2V$ 至 $0.7V$	●	0.1	0.5	%
		$\Delta I_{TH} = 1.2V$ 至 $1.8V$	●	-0.1	-0.5	%

3780B

电特性

凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围, 否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$, 除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位
$V_{REF(LINEREG)}$	基准电压调整率	$V_{IN} = 4\text{V}$ 至 30V , $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (注 3)		0.002	0.02	%/V
$g_m(EA)$	误差放大器跨导	$I_{TH} = 1.2\text{V}$, 吸收/供电电流 = $3\mu\text{A}$ (注 3)		0.32		mS
$g_m(GBW)$	误差放大器 GBW			0.6		MHz
I_Q	输入 DC 电源电流 标准模式 待机模式 停机电源电流	(注 4) $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{STBYMD} > 2\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{STBYMD} = \text{开路}$		2400 1500 55	70	μA μA μA
V_{FCB}	强制连续门限		0.76	0.800	0.84	V
I_{FCB}	强制连续引脚电流	$V_{FCB} = 0.85\text{V}$	-0.30	-0.18	-0.1	μA
$V_{BINHIBIT}$	突发模式操作禁止 (恒定频率) 门限	在 FCB 引脚上进行测量		5.3	5.5	V
UVLO	欠压复位	V_{IN} 下降	●	3.8	4	V
V_{OVL}	反馈过压闭锁	在 V_{SENSE} 引脚上进行测量	0.84	0.86	0.88	V
I_{SENSE}	检测引脚总供电电流	$V_{SENSE}^- = V_{SENSE}^+ = 0\text{V}$		-380		μA
$V_{STBYMD(START)}$	启动门限	V_{STBYMD} 上升	0.4	0.7		V
$V_{STBYMD(KA)}$	保活接通门限	V_{STBYMD} 上升, $V_{RUN} = 0\text{V}$		1.25		V
DF MAX, BOOST	最大占空比	% 开关 C 接通		99		%
DF MAX, BUCK	最大占空比	% 开关 A 接通 (在降压模式中)		99		%
$V_{RUN(ON)}$	RUN 引脚接通门限	V_{RUN} 上升	1	1.5	2	V
I_{SS}	软起动充电电流	$V_{RUN} = 2\text{V}$	0.5	1.2		μA
$V_{SENSE(MAX)}$	最大电流检测门限	升压: $V_{SENSE} = V_{REF} - 50\text{mV}$ 降压: $V_{SENSE} = V_{REF} - 50\text{mV}$	● ●	160 -95	185 -150	mV mV
$V_{SENSE(MIN,BUCK)}$	最小电流检测门限	不连续模式		-6		mV
TG1, TG2 t_r	TG 上升时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (注 5)		50		ns
TG1, TG2 t_f	TG 下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (注 5)		45		ns
BG1, BG2 t_r	BG 上升时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (注 5)		45		ns
BG1, BG2 t_f	BG 下降时间	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (注 5)		55		ns
TG1/BG1 t_{1D}	TG1 关断至 BG1 接通延迟, 开关 C 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		80		ns
BG1/TG1 t_{2D}	BG1 关断至 TG1 接通延迟, 同步开关 D 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		80		ns
TG2/BG2 t_{3D}	TG2 关断至 BG2 接通延迟, 同步开关 B 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		80		ns
BG2/TG2 t_{4D}	BG2 关断至 TG2 接通延迟, 开关 A 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		80		ns
模式转换 1	BG1 关断至 BG2 接通延迟, 开关 A 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		90		ns
模式转换 2	BG2 关断至 BG1 接通延迟, 同步开关 D 接通延迟	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (每个驱动器)		90		ns

LTC3780

电特性 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{IN} = 15\text{V}$ ，除非特别注明。

符号	参数	条件	最小值	典型值	最大值	单位	
$t_{ON(MIN,BOOST)}$	用于主开关的最小接通时间 (在升压模式中)	开关 C (注 6)		200		ns	
$t_{ON(MIN,BUCK)}$	用于同步开关的最小接通时间 (在降压模式中)	开关 B (注 6)		180		ns	
内部 V_{CC} 稳压器							
V_{INTVCC}	内部 V_{CC} 电压	$7\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$	●	5.7	6	6.3	V
$\Delta V_{LDO(LOADREG)}$	内部 V_{CC} 负载调整率	$I_{CC} = 0\text{mA}$ 至 20mA , $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		0.2	2		%
V_{EXTVCC}	EXTVCC 切换电压	$I_{CC} = 20\text{mA}$, V_{EXTVCC} 上升	●	5.4	5.7		V
$\Delta V_{EXTVCC(HYS)}$	EXTVCC 切换迟滞			200			mV
ΔV_{EXTVCC}	EXTVCC 开关压降	$I_{CC} = 20\text{mA}$, $V_{EXTVCC} = 6\text{V}$		150	300		mV
振荡器和锁相环							
f_{NOM}	标称频率	$V_{PLLFLTR} = 1.2\text{V}$		260	300	330	kHz
f_{LOW}	最低频率	$V_{PLLFLTR} = 0\text{V}$		170	200	220	kHz
f_{HIGH}	最高频率	$V_{PLLFLTR} = 2.4\text{V}$		340	400	440	kHz
R_{PLLIN}	PLLIN 输入电阻			50			k Ω
I_{PLLLPF}	相位检波器输出电流	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN} > f_{OSC}$		-15	15		μA
PGOOD 输出							
ΔV_{FBH}	PGOOD 上门限	V_{OSENSE} 上升		5.5	7.5	10	%
ΔV_{FBL}	PGOOD 下门限	V_{OSENSE} 下降		-5.5	-7.5	-10	%
$\Delta V_{FB(HYST)}$	PGOOD 迟滞	V_{OSENSE} 返回			2.5		%
V_{PGL}	PGOOD 低电压	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$			0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD 漏电流	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				± 1	μA

注 1: 高于“绝对最大额定值”部分所列数值的应力有可能对器件造成永久性的损害。在任何绝对最大额定值条件下暴露的时间过长都有可能影响器件的可靠性和使用寿命。

注 2: QFN 封装的 T_J 是根据以下公式由环境温度 T_A 和功耗 P_D 计算而得的：

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

注 3: 该 IC 是在一个将 V_{ITH} 维持于规定电压值并测量最终 V_{OSENSE} 的反馈环路中进行测试的。

注 4: 由于以开关频率输送的栅极电荷缘故，动态电源电流因而更高。

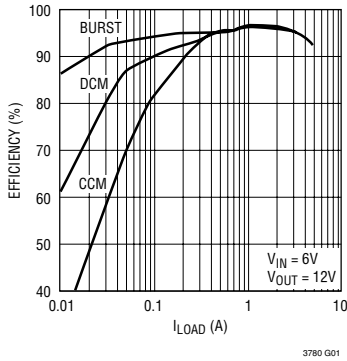
注 5: 上升和下降时间是采用 10% 和 90% 的电平来测量的。延时则是采用 50% 的电平进行测量的。

注 6: 最小接通时间条件是针对一个 $\geq I_{MAX}$ 的 40% 的电感器峰至峰纹波电流来拟订的 (见“应用信息”部分中的最小接通时间的考虑)。

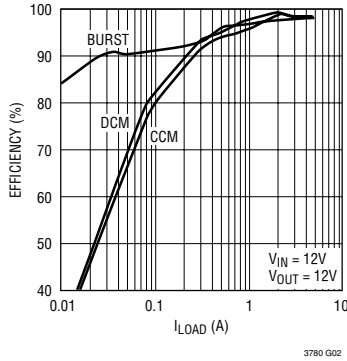
注 7: LTC3780E 保证满足 0°C 至 85°C 之间的性能指标。 -40°C 至 85°C 工作温度范围内的指标通过设计、特性分析以及统计过程控制中的相关性来保证。LTC3780I 的性能在 -40°C 至 85°C 工作温度范围内是得到保证的，并经过了测试。

典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非特别注明)

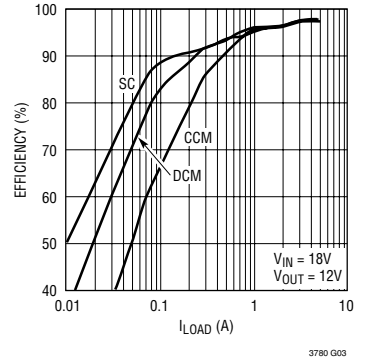
效率与输出电流的关系曲线
(升压操作)



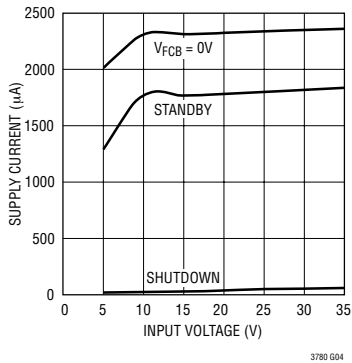
效率与输出电流的关系曲线



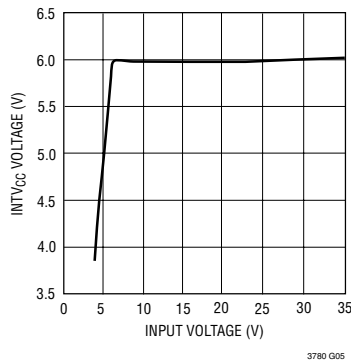
效率与输出电流的关系曲线
(降压操作)



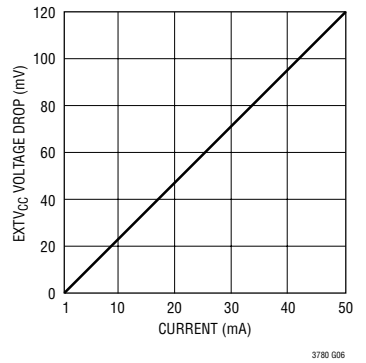
电源电流与输入电压的关系曲线



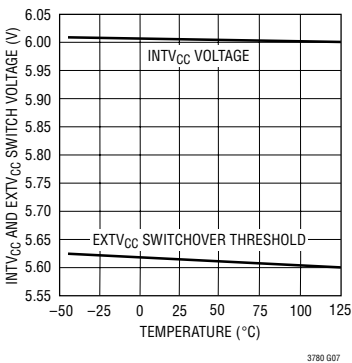
内部 6V LDO 电压调节



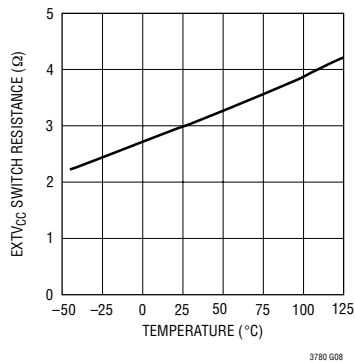
EXTVCC 压降



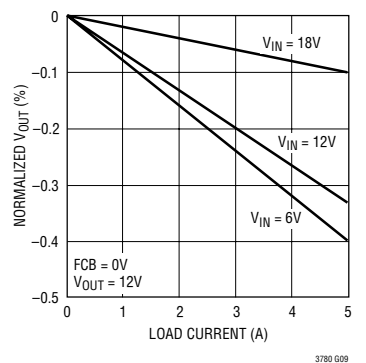
INTVCC 和 EXTVCC 开关电压与温度的关系曲线



EXTVCC 开关电阻与温度的关系曲线

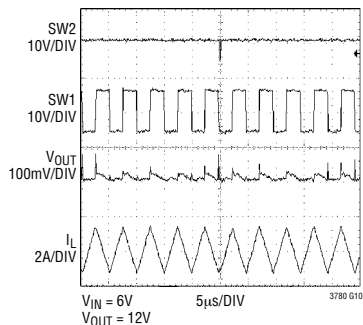


负载调节

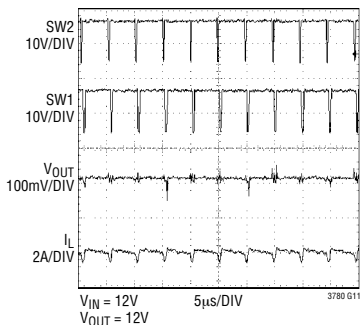


典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非特别注明)

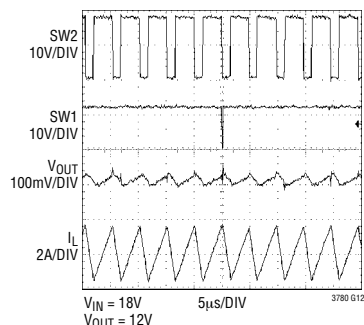
不连续电流模式
(DCM, $V_{IN} = 6\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)



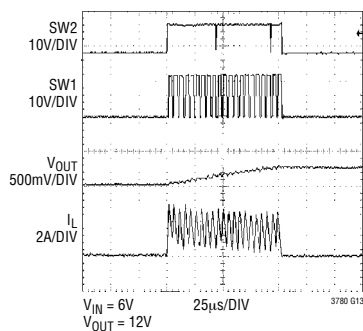
连续电流模式
(CCM, $V_{IN} = 12\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)



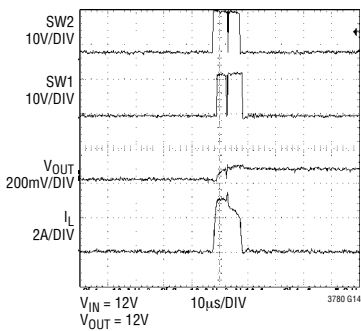
连续电流模式
(CCM, $V_{IN} = 18\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)



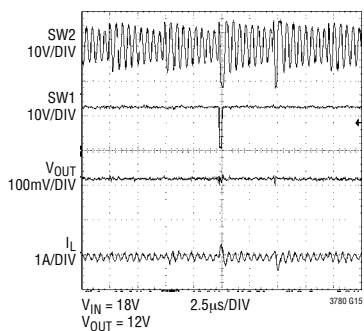
突发模式操作
($V_{IN} = 6\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$)



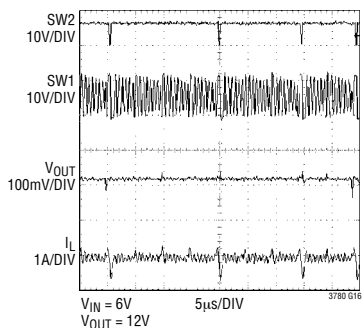
突发模式操作
($V_{IN} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$)



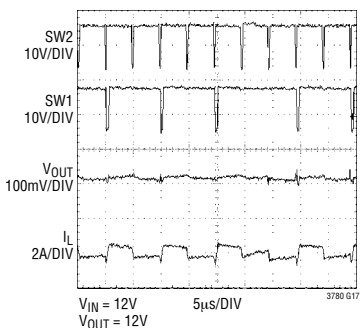
跳周期模式
($V_{IN} = 18\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$)



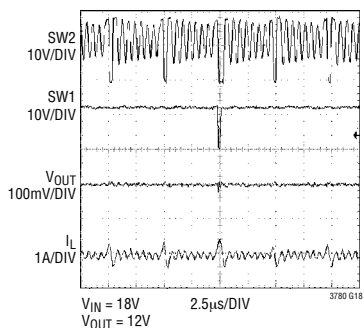
不连续电流模式
(DCM, $V_{IN} = 6\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)



不连续电流模式
(DCM, $V_{IN} = 12\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)

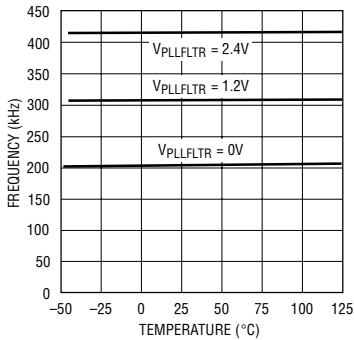


不连续电流模式
(DCM, $V_{IN} = 18\text{V}$,
 $V_{OUT} = 12\text{V}$)



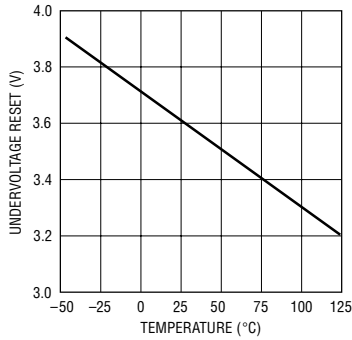
典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非特别注明)

振荡频率与温度的关系曲线



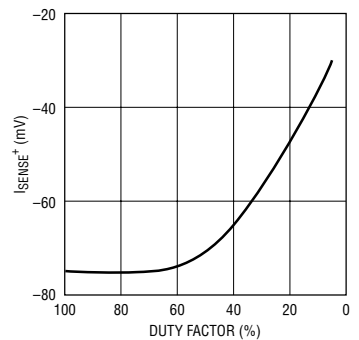
3780 G19

欠压复位与温度的关系曲线



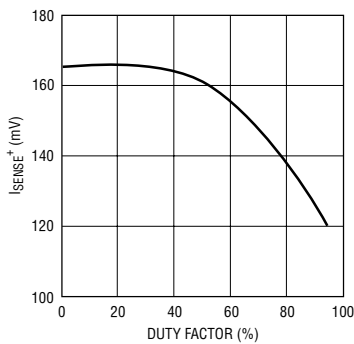
3780 G20

最小电流检测门限与占空比的关系曲线 (降压)



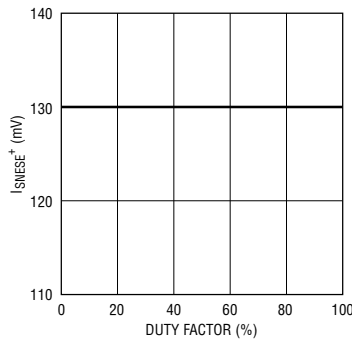
3780 G21

最大电流检测门限与占空比的关系曲线 (升压)



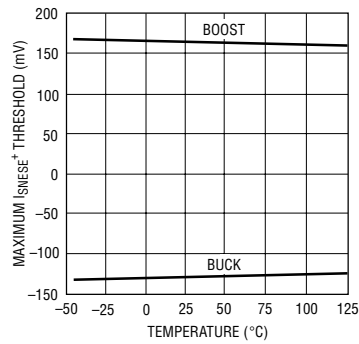
3780 G22

最大电流检测门限与占空比的关系曲线 (降压)



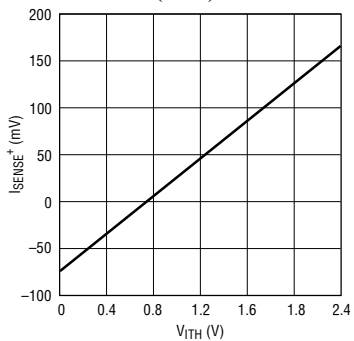
3780 G23

最小电流检测门限与温度的关系曲线



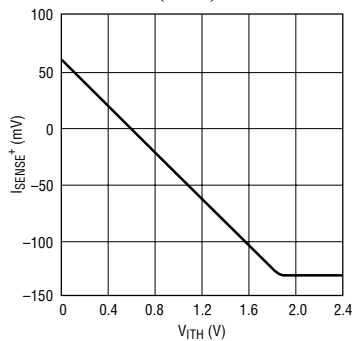
3780 G24

峰值电流门限与 V_{ITH} 的关系曲线 (升压)



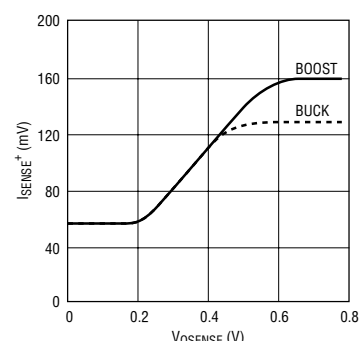
3780 G25

谷值电流门限与 V_{ITH} 的关系曲线 (降压)



3780 G26

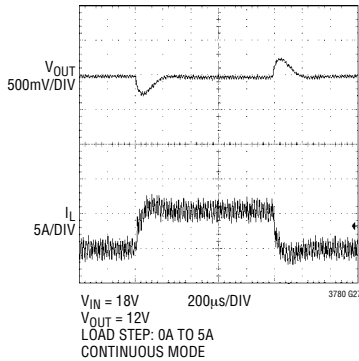
电流折返限制



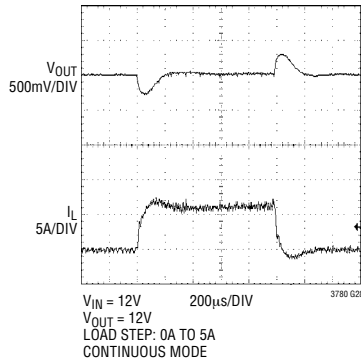
3780 G32

典型性能特征 $T_A = 25^\circ\text{C}$ (除非特别注明)

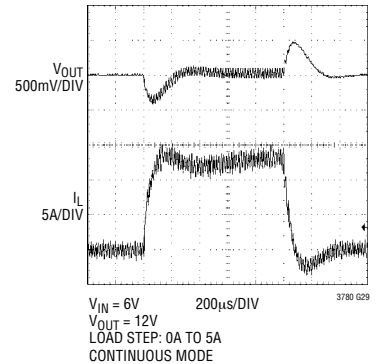
负载阶跃



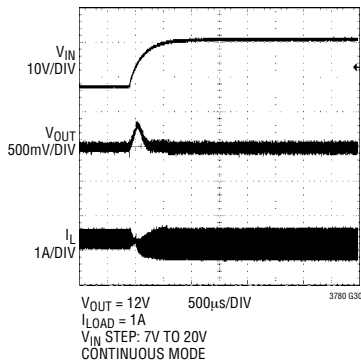
负载阶跃



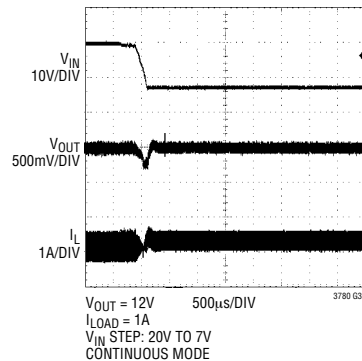
负载阶跃



电压瞬变



电压瞬变



引脚说明 (SSOP 封装/QFN 封装)

PGOOD (引脚 1/引脚 30)：漏极开路逻辑输出。当输出电压不处于调整点的 $\pm 7.5\%$ 以内时，PGOOD 引脚被拉至地电位。

SS (引脚 2/引脚 31)：软启动通过逐渐增加控制器的电流限值来减小输入电源的浪涌电流。建议在该引脚上布设一个最小值为 6.8nF 的电容器。

SENSE⁺ (引脚 3/引脚 1)：至电流检测和反向电流检测比较器的正 (+) 输入。 I_{TH} 引脚电压、SENSE⁻ 与

SENSE⁺ 引脚之间的内置偏移以及 R_{SENSE} 共同设定电流跳变门限。

SENSE⁻ (引脚 4/引脚 2)：至电流检测和反向电流检测比较器的负 (-) 输入。

I_{TH} (引脚 5/引脚 3)：电流控制门限和误差放大器补偿点。电流比较器门限随该控制电压的上升而上升。该引脚的电压范围为 0V 至 2.4V 。

引脚说明 (SSOP 封装/QFN 封装)

VOSENSE (引脚 6/引脚 4) : 误差放大器反馈输入。该引脚将误差放大器输入连接至一个从 V_{OUT} 引出的外部电阻分压器。

SGND (引脚 7/引脚 5) : 信号地。所有的小信号元件和补偿元件均应连接至该地，这个地应在一点上连接至 PGND。

RUN (引脚 8/引脚 6) : 运行控制输入。强制 RUN 引脚的电压低于 1.5V 将导致 IC 关断开关稳压器电路。在 IC 中的 RUN 引脚与 SGND 之间布设了一个 100k 电阻器。不要给该引脚施加 6V 以上的电压。

FCB (引脚 9/引脚 7) : 强制连续控制输入。施加在该引脚上的电压用于设定控制器的工作模式。当施加的电压低于 0.8V 时，强制连续电流模式处于运行状态。当允许该引脚浮置时，在升压操作中突发模式处于运行状态，而在降压操作中则是跳周期模式有效。当该引脚与 $INTV_{CC}$ 相连时，在降压或升压操作中恒定频率不连续电流模式处于运行状态。

PLLFLTR (引脚 10/引脚 8) : 锁相环的低通滤波器被连接至该引脚。另一种选择是采用一个 AC 或 DC 电压源来驱动该引脚，以改变内部振荡器的频率。

PLLIN (引脚 11/引脚 10) : 至相位检波器的外部同步输入。在内部通过一个 50k Ω 电阻器将该引脚终接至 SGND。锁相环将强制控制器下端 MOSFET 的栅极信号的上升与 PLLIN 信号的上升沿相同步。

STBYMD (引脚 12/引脚 11) : LDO 控制引脚。用于确定当控制器被关断时内部 LDO 是否处于运行状态。详见“工作原理”部分。如果 STBYMD 引脚被拉至地电位，则 SS 引脚在内部被拉至地，从而防止执行启动操作并由此提供一个用于关断控制器的控制引脚。如果该引脚未被连接至一个 DC 电位，则应采用一个 0.1 μ F 电容器对其进行去耦。应将该电容器连接至信号地，或采用一个从 V_{IN} 引出的电阻分压器来在该引脚上提供一个 2V 至 5V 的电压。这能够将 STBYMD 保持在运行状态。

BOOST2、BOOST1 (引脚 13、24/引脚 14、27) : 升压浮动驱动器电源。将自举电容器 C_A 和 C_B (图 11)

的正 (+) 端连接于此。BOOST2 引脚的电压摆幅从 $INTV_{CC}$ 以下一个二极管电压至高达 $V_{IN} + INTV_{CC}$ 。BOOST1 引脚的电压摆幅从 $INTV_{CC}$ 以下一个二极管电压至高达 $V_{OUT} + INTV_{CC}$ 。

TG2、TG1 (引脚 14、23/引脚 15、26) : 上端栅极驱动。采用一个与叠加在开关节点电压 SW 之上的 $INTV_{CC}$ 相等的电压摆幅来对上端 N 沟道 MOSFET 进行驱动。

SW2、SW1 (引脚 15、22/引脚 17、24) : 开关节点。将自举电容器 C_A 和 C_B (图 11) 的负 (-) 端连接于此。SW2 引脚的电压摆幅从地电位以下一个肖特基二极管 (外部) 压降至高达 V_{IN} 。SW1 引脚的电压摆幅从地电位以下一个肖特基二极管 (外部) 压降至高达 V_{OUT} 。

BG2、BG1 (引脚 16、18/引脚 18、20) : 下端栅极驱动。用于驱动位于地与 $INTV_{CC}$ 之间的下端 N 沟道 MOSFET 的栅极。

PGND (引脚 17/引脚 19) : 电源地。将该引脚靠近连接至下端 N 沟道 MOSFET 的源极、 C_{VCC} 的负 (-) 端和 C_{IN} 的负 (-) 端 (图 11)。

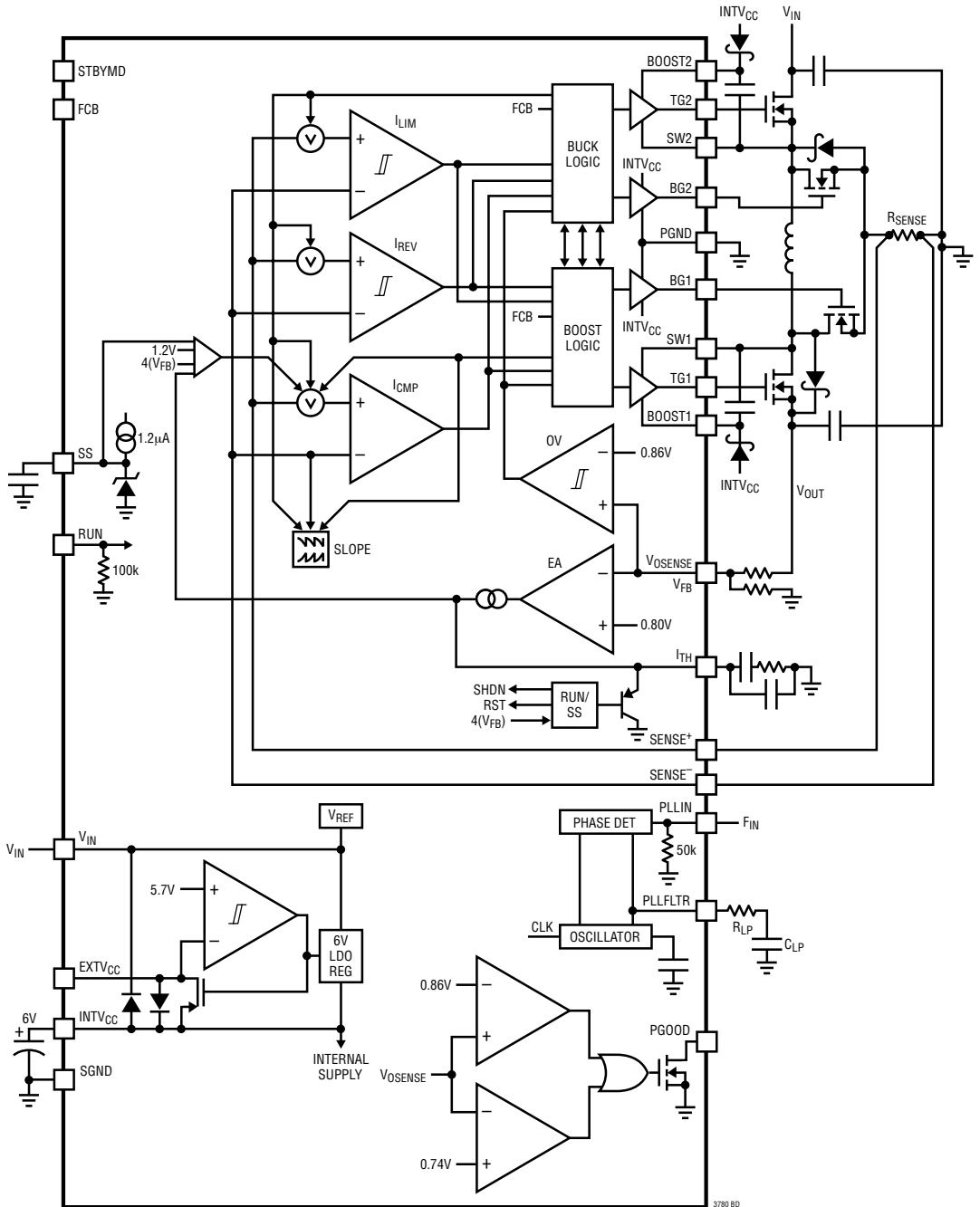
INTV_{CC} (引脚 19/引脚 21) : 内部 6V 稳压器输出。驱动器和控制电路由该电压来供电。利用一个最小 4.7 μ F 的低 ESR 钽电容器或陶瓷电容器来把该引脚去耦至地。

EXTV_{CC} (引脚 20/引脚 22) : 外部 V_{CC} 输入。当 $EXTV_{CC}$ 超过 5.7V 时，一个内部开关将该引脚连接至 $INTV_{CC}$ 并关断内部稳压器，这样控制器和栅极驱动功率将从 $EXTV_{CC}$ 吸取。该引脚上的施加电压不要超过 7V，并确保 $EXTV_{CC} < V_{IN}$ 。

V_{IN} (引脚 21/引脚 23) : 主输入电源。通过一个 RC 滤波器 (1 Ω 、0.1 μ F) 来把该引脚去耦至 SGND。

裸露衬垫 (引脚 33，仅 QFN 封装) : 该引脚为 SGND 且必须焊接至 PCB 的地。

方框图



3780 BD

3780fb

工作原理

主控制环路

LTC3780 是一款电流模式控制器，可提供高于、等于或低于输入电压的输出电压。凌力尔特公司专有的拓扑结构和控制架构在降压和升压模式中采用了一个电流检测电阻器。检测电感器电流受控于 I_{TH} 引脚（它是放大器 EA 的输出端）上的电压。 V_{OSENSE} 引脚接收电压反馈信号，并由 EA 将其与内部基准电压加以比较。

上端 MOSFET 驱动器由跨接自举电容器 C_A 和 C_B (图 11) 来施加偏压，当上端 MOSFET 被关断时，一般通过一个外部二极管来对这些电容器进行再充电。虽然无需在同步开关 D 和同步开关 B 的两端跨接肖特基二极管，但在死区时间里产生的压降较小。在 400kHz 频率条件下，增设肖特基二极管通常能将峰值效率提高 1% 至 2%。

主控制环路通过把 RUN 引脚拉至低电平来关断。当 RUN 引脚电压高于 1.5V 时，一个内部 1.2 μ A 电流源负责对 SS 引脚上的软启动电容器 C_{SS} 进行充

电。这样， I_{TH} 电压被箝位于 SS 电压，而 C_{SS} 在启动期间缓慢充电。这种“软启动”箝位处理可防止从输入电源突然吸收电流。

功率开关控制

图 1 给出了四个功率开关与电感器、 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 GND 连接方法的简化示意图。图 2 示出了 LTC3780 的工作区与占空比 D 的函数关系。对这些功率开关进行了正确的控制，从而实现了各工作模式之间的连续转换。当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，到达降压-升压区；模式之间的转换时间通常为 200ns。

降压区 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

在该模式中，开关 D 始终接通而开关 C 始终关断。在每个周期的起点，同步开关 B 首先接通。当同步开关 B 接通时，对电感器电流进行检测。在检测电感器电流降至基准电压（它与 V_{ITH} 成比例）以下之后，在该周期的剩余时间里同步开关 B 关断，而

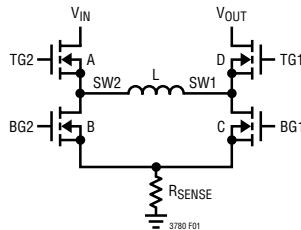


图 1：输出开关的简化示意图

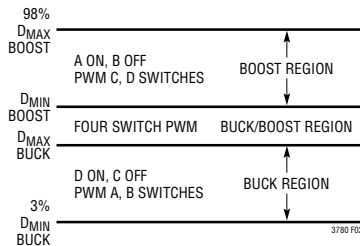


图 2：工作模式与占空比的关系

工作原理

开关 A 接通。开关 A 和 B 将像一个典型的同步降压型稳压器那样交替接通。开关 A 的占空比增加，直到转换器在降压模式中的最大占空比达到 D_{MAX_BUCK} 为止， D_{MAX_BUCK} 由下式给出：

$$D_{MAX_BUCK} = 100\% - D_{BUCK-BOOST}$$

式中的 $D_{BUCK-BOOST}$ = 降压-升压型开关范围的占空比：

$$D_{BUCK_BOOST} = (200ns \cdot f) \cdot 100\%$$

式中的 f = 工作频率，单位为 Hz。

图 3 示出了典型的降压模式波形。如果 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，则到达降压-升压区。

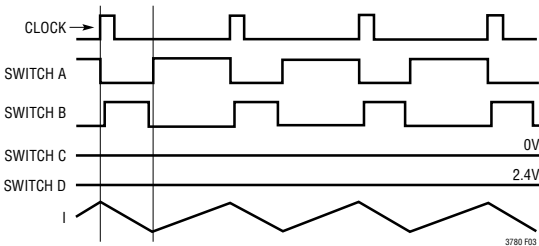
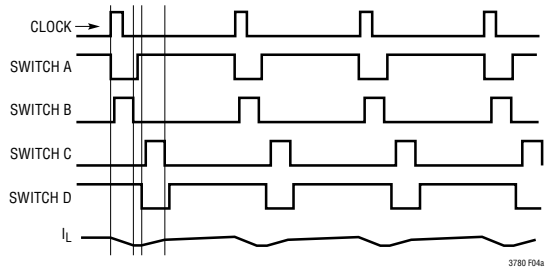


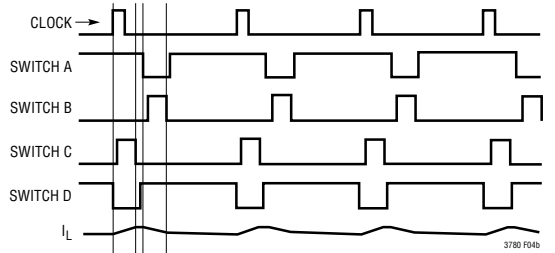
图 3：降压模式 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

降压-升压 ($V_{IN} \approx V_{OUT}$)

当 V_{IN} 接近 V_{OUT} 时，控制器处于降压-升压模式。图 4 示出了该模式中的典型波形。每个周期中，如果控制器以开关 B 和 D 的接通作为开始，则开关 A 和 C 随后接通。最后，开关 A 和 D 在剩余的时间里接通。如果控制器以开关 A 和 C 的接通作为开始，则开关 B 和 D 随后接通。最后，开关 A 和 D 在剩余的时间里接通。



(4a) 降压-升压模式 ($V_{IN} \geq V_{OUT}$)



(4b) 降压-升压模式 ($V_{IN} \leq V_{OUT}$)

图 4：降压-升压模式

升压区 ($V_{IN} < V_{OUT}$)

在升压模式中，开关 A 始终接通而同步开关 B 始终关断。每个周期中，开关 C 首先接通，当同步开关 C 接通时，对电感器电流进行检测。在检测电感器电流升至基准电压 (它与 V_{ITH} 成比例) 以上之后，在该周期的剩余时间里开关 C 关断，而同步开关 D 接通。开关 C 和 D 将像一个典型的同步升压型稳压器那样交替接通。

工作原理

开关 C 的占空比下降，直到转换器的最小占空比在升压模式中达到 $D_{\text{MIN_BOOST}}$ 为止， $D_{\text{MIN_BOOST}}$ 由下式给出：

$$D_{\text{MIN_BOOST}} = D_{\text{BUCK-BOOST}}$$

式中的 $D_{\text{BUCK-BOOST}}$ 是降压-升压型开关范围的占空比。

$$D_{\text{BUCK_BOOST}} = (200\text{ns} \cdot f) \cdot 100\%$$

式中的 f = 工作频率，单位为 Hz。

图 5 示出了典型的升压模式波形。如果 V_{IN} 接近 V_{OUT} ，则到达降压-升压区。

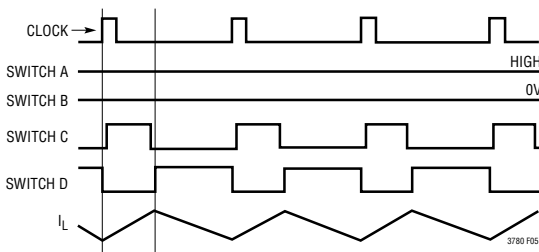


图 5：升压模式 ($V_{\text{IN}} < V_{\text{OUT}}$)

低电流操作

通过接受一个逻辑输入，FCB 引脚用来为降压和升压操作选择三种工作模式中的一种。图 6 示出了不同的工作模式。

FCB 引脚	降压模式	升压模式
0V 至 0.75V	强制连续模式	强制连续模式
0.85V 至 5V	跳周期模式	突发模式操作
> 5.3V	采用恒定频率的 DCM	采用恒定频率的 DCM

图 6：不同的操作模式

当 FCB 引脚电压低于 0.8V 时，控制器起一个连续、PWM 电流模式同步开关稳压器的作用。在升压模式中，开关 A 始终接通。开关 C 和同步开关 D 交替接通，以使输出电压不受电感器电流方向的影响。开关 A 每 10 个周期将被强制关断约 300ns 的时间，以便对 C_A 进行再充电。在降压模式中，同步开关 D 始终接通。开关 A 和同步开关 B 交替接通，以使输出电压不受电感器电流方向的影响。同步开关 D 每 10 个周期将被强制关断约 300ns 的时间，以便对 C_B 进行再充电。虽然在轻负载条件下这是效率最低的操作模式，但是在某些应用中却有可能是其所希望的。在该模式中，输出能够供应或吸收电流。

当 FCB 引脚电压低于 $V_{\text{INTVCC}} - 1\text{V}$ 但高于 0.8V 时，控制器将进入突发模式操作（在升压操作中）或跳周期模式（在降压操作中）。在升压操作期间，突发模式操作在禁止开关 C 之前设定一个最小输出电流水平，并在电感器电流变至负值时关断同步开关 D。在低电流条件下，这种要求组合将强制 I_{TH} 引脚低于一个电压门限，从而将短暂地禁止接通功率开关 C 和 D，直到输出电压下降为止。在与 I_{TH} 引脚相连的突发比较器中存在 100mV 迟滞。该迟滞产生了至 MOSFET C 和 D 的输出信号，这些输出信号使它们在多个周期中保持接通状态，其后是一个可变的“睡眠”间隔（取决于负载电流）。最大输出电压纹波被限制为标称 DC 输出电压的 3%（由一个阻性反馈分压器来确定）。在降压操作期间，跳周期模式设定了一个最小正电感器电流水平。当电感器电流低于该水平时，同步开关 B 被保持于关断状态。在每个周期中，同步开关 B 的体二极管或肖特基二极管（与同步开关 B 并联）被用于对电感器进行放电。因此，当输出负载电流降至最大设计负载的 1% 以下时将跳过一些周期，以维持输出电压。

工作原理

当 FCB 引脚电压与 INTV_{CC} 引脚相连时，控制器进入恒定频率不连续电流模式 (DCM)。对于升压操作，当 I_{TH} 引脚低于一个门限电压时，同步开关 D 被保持在关断状态。在每个周期中，开关 C 被用于对电感器进行充电。在输出电压足够高之后，控制器将进入连续电流降压模式并持续一个周期，以对电感器进行放电。在随后的一个周期中，控制器将恢复 DCM 升压操作。对于降压操作，恒定频率不连续电流模式设定了一个最小负电感器电流水平。当电感器电流低于该水平时，同步开关 B 被关断。在负载非常低的条件下，这种恒定频率操作的效率不及突发模式操作或跳周期模式，但确实实现了噪声较低的恒定频率操作。

频率同步和频率设置

锁相环使得内部振荡器能够通过 PLLIN 引脚与一个外部时钟脉冲源相同步。PLLFLTR 引脚上的相位检波器输出同时也是振荡器的 DC 频率控制输入。频率范围为 200kHz 至 400kHz，对应于 PLLFLTR 引脚上的 0V 至 2.4V DC 电压输入。当锁定时，PLL 使上端 MOSFET 的接通与同步信号的上升沿对齐。当 PLLIN 引脚被置于开路状态时，PLLFLTR 引脚电压走高，从而强制振荡器以其最小频率来工作。

INTV_{CC}/EXTV_{CC} 电源

用于所有功率 MOSFET 驱动器和大部分内部电

路的电源均取自 INTV_{CC} 引脚。当 EXTV_{CC} 引脚被置于开路状态时，一个内部 6V 低压降线性稳压器负责提供 INTV_{CC} 电源。如果 EXTV_{CC} 引脚电压被拉至 5.7V 以上，则该 6V 稳压器被关断，一个内部开关接通，从而把 EXTV_{CC} 连接至 INTV_{CC}。这使得 INTV_{CC} 电源能够从一个高效外部电源获得。

电源良好 (PGOOD) 引脚

PGOOD 引脚被连接至一个内部 MOSFET 的开路漏极。当输出不处于标称输出电平的 $\pm 7.5\%$ 以内时 (由阻性反馈分压器来确定)，该 MOSFET 接通并将 PGOOD 引脚拉至低电平。当输出满足 $\pm 7.5\%$ 要求时，MOSFET 被关断，并允许由一个外部电阻器将该引脚上拉至一个电压高达 7V 的电源。

折返电流

当输出电压降至其标称电平的 70% 以下时，将触发折返电流限制电路，从而降低了功耗。在启动期间，折返电流限制电路失效。

输入欠压复位

如果允许输入电压降至约 4V 以下，则 SS 电容器将被复位。在输入电压升至 4V 以上之后，SS 电容器将试图通过一个标准软启动斜坡来进行充电。

工作原理

输出过压保护

一个过压比较器负责提供针对瞬态过冲 ($>7.5\%$) 以及其他有可能使输出过压的更加严重的条件的防护。在这种场合,同步开关 B 和同步开关 D 接通,直到过压条件被清除或达到最大负电流限值为止。当电感器电流低于最大负电流限值时,同步开关 B 和同步开关 D 被关断,而开关 A 和开关 C 接通,直到电感器电流达到另一个负电流限值为止。如果比较器仍然检测到一个过压条件,则开关 A 和开关 C 被关断,而同步开关 B 和同步开关 D 再次接通。

短路保护和电流限值

开关 A 的接通时间受限于输出电压。当输出电压下降并低于其标称电平时,开关 A 的接通时间将被缩短。

在每个升压模式周期中,电流受限于一个电压基准,该基准与 I_{TH} 引脚电压成比例。最大检测电流被限制于 160mV。在每个降压模式周期中,最大检测电流被限制于 130mV。

待机模式引脚

STBYMD 引脚是一个三态输入,它按下面的方式对 IC 内部的电路进行控制:当 STBYMD 引脚被保持在地电位时,SS 引脚被拉至地。当该引脚被置于开路状态时,内部 SS 电流源对 SS 电容器进行充电,从而实现控制器的接通并启动必要的内部偏置。当 STBYMD 引脚被拉至 2V 以上时,内部线性稳压器接通(这与 RUN 和 SS 引脚的状态无关),从而为“唤醒”电路提供了一个输出电源。如果该引脚未被连接至一个 DC 电位,则应采用一个小电容器 (0.1 μF) 将该引脚去耦至地。

应用信息

图 11 示出了 LTC3780 的基本应用电路。外部元件的选择受负载要求的驱使。首先选择 R_{SENSE} 和电感值，接著选择功率 MOSFET，最后选择的是 C_{IN} 和 C_{OUT} 。可针对输入电压高达 36V 条件下的操作来配置该电路。

工作频率的选择

LTC3780 采用一种恒定频率架构并具有一个内部压控振荡器。开关频率由内部振荡器电容器来确定。该内部电容器由一个固定电流和一个与施加在 PLLFLTR 引脚上的电压成比例的附加电流来充电。该振荡器的频率可在一个 2:1 的范围内改变。可将 PLLFLTR 引脚接地以把频率降至 200kHz，也可把 PLLFLTR 引脚连接至 2.4V，以产生约 400kHz 的频率。当 PLLIN 引脚被置于开路状态时，PLLFLTR 引脚走低，从而强制振荡器以最小频率来工作。

施加在 PLLFLTR 引脚上的电压与频率的关系曲线示于图 7。当工作频率增加时，栅极电荷损失将变高，因而导致效率下降。最大开关频率约为 400kHz。

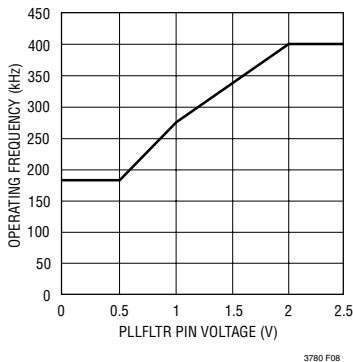


图 7：频率与 PLLFLTR 引脚电压的关系曲线

电感器的选择

工作频率和电感器的选择相互关联，因为较高的工作频率允许采用较小的电感器和电容器数值。电感值对纹波电流有著直接的影响。电感器电流纹波 ΔI_L 一般被设定为于升压模式 $V_{IN(MIN)}$ 最大电感器电流的 20% 至 40%。对于一个给定的纹波，电感项由下式给出：

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{纹波} \cdot V_{OUT}^2} \text{ H}$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{纹波} \cdot V_{IN(MAX)}} \text{ H}$$

式中的

f = 工作频率 (Hz)

% 纹波 = 允许的电感器电流纹波 (%)

$V_{IN(MIN)}$ = 最小输入电压 (V)

$V_{IN(MAX)}$ = 最大输入电压 (V)

V_{OUT} = 输出电压 (V)

$I_{OUT(MAX)}$ = 最大输出负载电流

为了获得高效率，应选择一个具有低磁芯损耗的电感器，例如铁氧体和坡莫合金（来自 Magnetics 公司）。而且，该电感器应具有低 DC 电阻以减少 I^2R 损耗，且必须能在不发生饱和的情况下处理峰值电感器电流。为了最大限度地降低辐射噪声，应采用环形芯、罐形磁芯或屏蔽线轴电感器。

R_{SENSE} 的选择和最大输出电流

R_{SENSE} 根据所需的输出电流来选择。电流比较器门限设定了升压模式中的电感器电流峰值以及降压模式中的最大电感器谷值电流。在升压模式中，于 $V_{IN(MIN)}$ 最大平均负载电流为：

$$I_{OUT(MAX,BOOST)} = \left(\frac{160\text{mV}}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

应用信息

式中的 ΔI_L 为峰至峰电感器纹波电流。在降压模式中，最大平均负载电流为：

$$I_{OUT(MAX,BUCK)} = \frac{130mV}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

图 8 示出了负载电流 ($I_{MAXLOAD} \cdot R_{SENSE}$) 是如何随输入和输出电压的改变而变化。

针对升压模式的最大电流检测电阻器 R_{SENSE} 的阻值为：

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 160mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

针对降压模式的最大电流检测电阻器 R_{SENSE} 的阻值为：

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 130mV}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)} - \Delta I_{L,BUCK}}$$

在升压和降压模式中，最终的 R_{SENSE} 阻值均应低于 $R_{SENSE(MAX)}$ 计算值。通常建议采用一个 20% 至 30% 的裕度。

C_{IN} 和 C_{OUT} 的选择

在升压模式中，输入电流是连续的。在降压模式中，输入电流是不连续的。在降压模式中，输入电容器 C_{IN} 的选择受输入方波电流滤波要求的驱使。

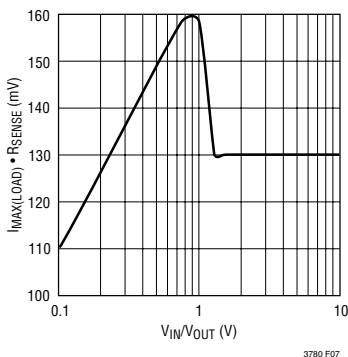


图 8：负载电流与 V_{IN}/V_{OUT} 的关系曲线

应采用一个为处理最大 RMS 电流而选定的低 ESR 电容器。对于降压操作，输入 RMS 电流由下式给出：

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

当 $V_{IN} = 2V_{OUT}$ 时，该公式具有一个最大值：即 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ 。这种简单的最差条件通常用于设计，因为这样的设计即使在产生较大的设计偏差时也不用担心。请注意电容器制造商所提供的额定纹波电流通常仅基于 2000 小时的使用寿命，这使得合理的做法是降额使用电容器。

在升压模式中，不连续电流从输入转移至输出，因此 C_{OUT} 必须具备减小输出电压纹波的能力。在针对给定的输出纹波电压来选择合适的电容器时，必须将 ESR (等效串联电阻) 和体电容的影响考虑在内。由于体电容的充电和放电所产生的稳定纹波由下式给出：

$$\text{纹波 (Boost,Cap)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} \sqrt{V}$$

$$\text{纹波 (Buck,Cap)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{C_{OUT} \cdot V_{IN(MAX)} \cdot f} \sqrt{V}$$

式中的 C_{OUT} 为输出滤波电容器。

由于 ESR 两端的压降所引发的稳定纹波由下式给出：

$$\Delta V_{BOOST,ESR} = I_{L(MAX,BOOST)} \cdot ESR$$

$$\Delta V_{BUCK,ESR} = I_{L(MAX,BUCK)} \cdot ESR$$

有可能需要采用多个并联的电容器以满足 ESR 和 RMS 电流处理要求。固体钽电容器、特殊的聚合物电容器、铝电解电容器和陶瓷电容器均有助于表面安装的封装。陶瓷电容器的 ESR 特性极佳，但可能具有很高的电压系数。具有低 ESR 和高额定纹波电流的电容器现已供货，比如 OS-CON 和 POSCAP。

应用信息

功率 MOSFET 的选择和效率的考虑

LTC3780 需要 4 个外部 N 沟道功率 MOSFET，两个用于上端开关 (图 1 所示的开关 A 和 D)，两个用于下端开关 (图 1 所示的开关 B 和 C)。功率 MOSFET 的重要参数是击穿电压 $V_{BR,DSS}$ 、门限电压 $V_{GS,TH}$ 、接通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、反向转换电容 C_{RSS} 和最大电流 $I_{DS(MAX)}$ 。

驱动电压由 6V INTV_{CC} 电源来设定。因此，在 LTC3780 应用中必须采用逻辑电平门限 MOSFET。如果预计输入电压将降至 5V 以下，则应考虑采用低逻辑门限 MOSFET。

为了选择功率 MOSFET，必须获知器件的功耗。对于开关 A，最大功耗出现于升压模式 (它在该模式中始终处于接通状态)。其在最大输出电流条件下的最大功耗由下式求出：

$$P_{A,BOOST} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

式中的 ρ_T 是一个用于补偿接通电阻随温度所发生的显著变化的归一化因子 (在 25°C 时为 1)，通常为 0.4%/°C 左右 (如图 9 所示)。对于 125°C 的最大结温，采用一个 $\rho_T = 1.5$ 的数值是合理的。

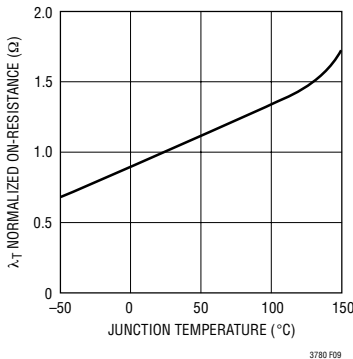


图 9：归一化 $R_{DS(ON)}$ 与温度的关系曲线

开关 B 在降压模式中起同步整流器的作用。其在最大输出电流条件下的功耗由下式得出：

$$P_{B,BUCK} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

开关 C 在升压模式中起控制开关的作用。其在最大输出电流条件下的功耗由下式给出：

$$P_{C,BOOST} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

式中的 C_{RSS} 通常由 MOSFET 制造商来规定。用于补偿由反向恢复电流所造成的损耗的常数 k 与栅极驱动电流成反比，并具有一个 1.7 的经验值。

对于开关 D，最大功耗出现在升压模式中 (此时其占空比大于 50%)。其在最大输出电流条件下的最大功耗由下式给出：

$$P_{D,BUCK} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

对于相同的输出电压和电流，开关 A 具有最高的功耗，而开关 B 具有最低的功耗，除非在输出端上发生短路。

对于一个已知的功率 MOSFET 功耗，其结温可采用下面的公式来求得：

$$T_J = T_A + P \cdot R_{TH(JA)}$$

公式中即将采用的 $R_{TH(JA)}$ 一般包括器件的 $R_{TH(JC)}$ 和从外壳至环境温度的热阻 ($R_{TH(JC)}$)。然后可将该 T_J 值与迭代计算过程中所采用的原始假设值进行比较。

应用信息

肖特基二极管 (D1、D2) 的选择和轻负载操作

图 1 所示的肖特基二极管 D1 和 D2 在功率 MOSFET 开关导通状态之间的死区时间里导电。它们用于防止同步开关 B 和 D 的体二极管在死区时间里接通并存储电荷。特别地，D2 显著地减小了开关 D 关断和开关 C 接通之间的反向恢复电流，从而改善了转换器效率并减小了开关 C 的电压应力。为了使二极管生效，在其与同步开关之间的电感必须尽可能地小，因而迫使这些元件必须彼此靠近布设。

在降压模式中，当 FCB 引脚电压满足 $0.85V < V_{FCB} < 5V$ 的条件时，转换器工作于跳周期模式。在该模式中，同步开关 B 保持关断状态，直到电感器峰值电流超过其最大峰值电流的 1/5 为止。因此，D1 的额定参数应针对 1/2 ~ 1/3 满负载电流来拟订。

在升压模式中，当 FCB 引脚电压高于 5.3V 时，转换器工作于不连续电流模式。在该模式中，同步开关 D 保持关断状态，直到电感器峰值电流超过其最大峰值电流的 1/5 为止。因此，D2 的额定参数应针对 1/3 ~ 1/4 满负载电流来拟订。

在降压模式中，当 FCB 引脚电压高于 5.3V 时，转换器工作于恒定频率不连续电流模式。在该模式中，同步开关 B 保持接通状态，直到电感器谷值电流低于代表最小负电感器电流水平的检测电压 ($V_{SENSE} = -5mV$) 为止。开关 A 和 B 均处于关断状态，直到下一个时钟信号出现为止。

在升压模式中，当 FCB 引脚电压满足 $0.85V < V_{FCB} < 5.3V$ 的条件时，转换器工作于突发模式。在该模式中，控制器将峰值电感器电流箝位于最大电感器电流的 20% 左右。在突发模式操作中，输出电压纹波会有所增加。

INTV_{CC} 稳压器

一个内部 P 沟道低压降稳压器从 V_{IN} 电源引脚产生了 6V 的 INTV_{CC} 引脚电压。INTV_{CC} 负责向 LTC3780 内部的驱动器和内部电路供电。INTV_{CC} 引脚稳压器能够提供 40mA 的峰值电流，并且必须通过一个最小 4.7 μ F 的钽电容器、10 μ F 的特殊聚合物电容器或低 ESR 型电解电容器来旁路至地。强烈建议您在紧靠 INTV_{CC} 和 PGND IC 引脚的地方布设一个 1 μ F 的陶瓷电容器。对于提供 MOSFET 栅极驱动器所需的高瞬态电流而言，良好的旁路是必不可少的。

对大 MOSFET 进行高频驱动的较高输入电压应用有可能导致 LTC3780 的最大额定结温被超过。系统电源电流通常以栅极充电电流为主。在功耗计算中，还必需将 INTV_{CC} 的附加外部负载考虑在内。总 INTV_{CC} 电流可由 6V 内部线性稳压器或 EXT_{VCC} 输入引脚来提供。当施加在 EXT_{VCC} 引脚上的电压低于 5.7V 时，所有的 INTV_{CC} 电流都将由内部 6V 线性稳压器来提供。在这种场合，IC 的功耗为 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ ，而且总效率下降。结温可利用“电特性”注 2 中给出的公式来估算。例如：当未采用 EXT_{VCC} 引脚时，从一个 24V 电源获得的 LTC3780 V_{IN} 电流被限制在 24mA 以下，此时的结温为：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 24\text{mV} \cdot 24\text{V} \cdot 34^\circ\text{C/W} = 90^\circ\text{C}$$

EXT_{VCC} 输入引脚的使用将结温降至：

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 24\text{mV} \cdot 6\text{V} \cdot 34^\circ\text{C/W} = 75^\circ\text{C}$$

为了防止最大结温被超过，在最大 V_{IN} 条件下，当转换器工作于连续模式中时，必须检查输入电源电流。

应用信息

EXTV_{CC} 连接

LTC3780 包含一个连接于 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间的内部 P 沟道 MOSFET 开关。当施加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压升至 5.7V 以上时，内部稳压器被关断，一个开关将 EXTV_{CC} 引脚连接至 INTV_{CC} 引脚，由此来提供内部电源。只要施加在 EXTV_{CC} 引脚上的电压维持在 5.5V 以上，该开关就将保持闭合状态。这可使 MOSFET 驱动器和控制电源从输出 (当 $5.7V < V_{OUT} < 7V$ 时) 和内部稳压器 (当输出脱离调节状态时，比如启动、短路期间) 来获得。如果需要通过 EXTV_{CC} 开关获取超过规定值的电流，则可在 EXTV_{CC} 和 INTV_{CC} 引脚之间插入一个外部肖特基二极管。应确保 $EXTV_{CC} \leq V_{IN}$ 。

下面列举了 EXTV_{CC} 的三种可行的连接方式：

1. EXTV_{CC} 被置于开路状态 (或接地)。这将导致 INTV_{CC} 从内部 6V 稳压器来供电，代价是效率略有下降。
2. EXTV_{CC} 与 V_{OUT} ($5.7V < V_{OUT} < 7V$) 直接相连。对于一个 6V 稳压器来说，这是一种标准连接方式，并可提供最高的效率水平。
3. EXTV_{CC} 与一个外部电源相连。如果一个外部电源具有 5.5V 至 7V 的电压范围，则其可以被用来给 EXTV_{CC} 供电，前提是它与 MOSFET 栅极驱动要求相符。

输出电压

LTC3780 的输出电压由一个谨慎布设于输出电容器两端的外部反馈阻性分压器来设定。由误差放大器将合成反馈信号与内部精准 0.800V 电压基准进行比较。输出电压由下式给出：

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

上端 MOSFET 驱动器电源 (C_A、D_A、C_B、D_B)

查看图 11 可知，连接至 BOOST1 和 BOOST2 引脚的外部自举电容器 C_A 和 C_B 用于为上端 MOSFET 开关 A 和 D 提供栅极驱动电压。当上端 MOSFET 开关 A 接通时，开关节点 SW2 升至 V_{IN}，而 BOOST2 引脚升至约 V_{IN} + INTV_{CC}。当下端 MOSFET 开关 B 接通时，开关节点 SW2 降至低电平，且升压电容器 C_B 通过 D_B 从 INTV_{CC} 来充电。当上端 MOSFET 开关 D 接通时，开关节点 SW1 升至 V_{OUT}，而 BOOST1 引脚升至约 V_{OUT} + INTV_{CC}。当下端 MOSFET 开关 C 接通时，开关节点 SW1 降至低电平，且升压电容器 C_A 通过 D_A 从 INTV_{CC} 来充电。升压电容器 C_A 和 C_B 所需存储的电荷量是上端 MOSFET 开关 A 和 D 的栅极电荷需求量的 100 倍左右。在大多数应用中，采用一个 0.1 μF ~ 0.47 μF 的 X5R 或 X7R 介电电容器便足够了。

运行功能

RUN 引脚为 LTC3780 提供了简单的接通/关断控制。把 RUN 引脚驱动至 1.5V 以上将允许控制器启动操作。把 RUN 引脚拉至 1.5V 以下将把 LTC3780 置于低电流停机模式。不要向 RUN 引脚施加超过 6V 的电压。

软起动功能

软起动电路通过逐渐增加控制器的电流限值 (与一个在内部进行缓冲和箝位的 V_{ITH} 的等效电压成比例) 来减小输入电源的浪涌电流。

一个内部 1.2 μA 电流源负责对 C_{SS} 电容器进行充电。当 SS 引脚上的电压从 0V 升至 2.4V 时，内部电流限值从 0V/R_{SENSE} 升至 150mV/R_{SENSE}。输出电流限值缓慢斜坡上升，经过 1.5s/μF 之后达到满电流。输出电流于是缓慢斜坡上升，从而免除了从输入电源获取起动浪涌电流的需要。

$$T_{IRMP} = \frac{2.4V}{1.2\mu A} \cdot C_{SS} = (1.5s/\mu F) \cdot C_{SS}$$

不要向 SS 引脚施加超过 6V 的电压。

应用信息

待机模式 (STBYMD) 引脚功能

待机模式 (STBYMD) 引脚为启动和待机操作模式提供了多种选择。如果该引脚被拉至地，则 SS 引脚在内部被拉至地，从而防止执行启动操作并由此提供了一个用于关断控制器的控制引脚。如果该引脚被置于开路状态或通过一个电容器去耦至地，则在内部向 SS 引脚提供一个起动电流，从而实现了控制器接通操作的外部控制。如果该引脚被连接至一个高于 1.25V 的电压，则即使在控制器关断的情况下 (RUN 引脚电压 < 1.5V) 内部稳压器 (INTV_{CC}) 也将处于接通状态。在该模式中，板载 6V 线性稳压器能够为保活功能电路 (例如键盘控制器) 供电。

故障条件：电流限值和电流折返

在电流模式控制器中，最大电感器电流受到了最大检测电压的固有限制。在升压模式中，最大检测电压和检测电阻决定了最大容许电感器峰值电流，即：

$$I_{L(\text{MAX,BOOST})} = \frac{160\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

在降压模式中，最大检测电压和检测电阻决定了最大容许电感器谷值电流，即：

$$I_{L(\text{MAX,BUCK})} = \frac{130\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

为了在发生至地短路的情况下进一步限制电流，LTC3780 采用了折返电流限制电路。如果输出降幅超过 30%，则最大检测电压将被逐步降低至其全值的 1/3 左右。

故障条件：过压保护

一个比较器负责监视输出的过压条件。该比较器 (OV) 可检测超过标称输出电压达 7.5% 以上的过压故障。当检测到该条件时，开关 A 和 C 被关断，而开关 B 和 D 接通，直到过压条件被清除为止。在过压状态期间，设定一个负电流限值 ($V_{\text{SENSE}} = -60\text{mV}$)，用于限制负电感器电流。当检测电感器电流低于 -60mV 时，开关 A 和 C 接通，而开关 B 和 D 关断，直到检测电流高于 -20mV 为止。如果输出仍然处于过压状态，则开关 A 和 C 被关断，而开关 B 和 D 重新接通。

效率考虑

开关稳压器的百分比效率等于输出功率与输入功率相除再乘以 100%。对单独损耗进行分析以确定效率的限制因素以及做出何种变更能够实现最大的改进往往很有用处。尽管电路中所有的耗能元件都会产生损耗，但在 LTC3780 电路中，大部分损耗通常来源于四个主要因素：

1. DC I²R 损耗。这种损耗产生自 MOSFET、检测电阻器、电感器和 PC 板走线的电阻，并导致效率在高输出电流条件下有所下降。
2. 转换损耗。该损耗是由开关 A 或开关 C 在开关节点转换期间短暂处于饱和区所造成的。它取决于输入电压、负载电流、驱动器强度和 MOSFET 电容，以及其他诸多因素。在输入电压高于 20V 的条件下，该损耗很大，并可由下式来估算：

$$\text{转换损耗} \approx 1.7\text{A}^{-1} \cdot V_{\text{IN}}^2 \cdot I_{\text{OUT}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

式中的 C_{RSS} 为反向转移电容。

应用信息

3. INTV_{CC} 电流。这是 MOSFET 驱动器与控制电流之和。从一个高效电源(比如一个源于输出的升压网络, 如果可能的话也可以是交流电源)经由 EXT_{VCC} 引脚向 INTV_{CC} 引脚供电可降低该损耗。
4. C_{IN} 和 C_{OUT} 损耗。输入电容器需要在降压模式中完成一项困难的工作, 就是对至稳压器的大 RMS 输入电流进行滤波。输出电容器需要完成的工作则更加困难, 即在升压模式中对大 RMS 输出电流进行滤波。C_{IN} 和 C_{OUT} 均需要具有低 ESR (旨在最大限度地降低 AC I²R 损耗) 和足够的电容 (以防止 RMS 电流在熔丝或电池中引发额外的上游损耗)。
5. 其他损耗。肖特基二极管 D1 和 D2 会在死区时间和轻负载导通期间产生传导损耗。电感器磁芯损耗主要发生在轻负载条件下。开关 C 则会在升压模式中引发反向恢复电流损耗。

当为提升效率而进行调整时, 输入电流是指示效率变化的最佳标记。如果在您做出调整之后输入电流减小, 则效率上升。如果输入电流没有变化, 则说明效率未得到提升。

设计实例

作为一个设计实例, 假设 V_{IN} = 5V 至 18V (标称值为 12V), V_{OUT} = 12V (5%), I_{OUT(MAX)} = 5A 且 f = 400kHz。

对于 400kHz 操作, 需将 PLLFLTR 引脚设置在 2.4V。电感值首先根据 30% 的纹波电流假设来选择。在降压模式中, 纹波电流为:

$$\Delta I_{L, \text{BUCK}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right)$$

$$I_{\text{RIPPLE, BUCK}} = \frac{I_{L, \text{BUCK}} \cdot 100}{I_{\text{OUT}}} \%$$

最高的纹波电流值出现于最大输入电压条件下。在升压模式中, 纹波电流为:

$$\Delta I_{L, \text{BOOST}} = \frac{V_{\text{IN}}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} \right)$$

$$I_{\text{RIPPLE, BOOST}} = \frac{I_{L, \text{BOOST}} \cdot 100}{I_{\text{IN}}} \%$$

最高的纹波电流值出现于 V_{IN} = V_{OUT}/2 之时。

一个 6.8μH 电感器将在升压模式和降压模式中分别产生 11% (V_{IN} = 6V) 和 29% (V_{IN} = 18V) 的纹波。

R_{SENSE} 电阻器的阻值可采用最大电流检测电压规格 (并具有一定的容差范围) 来计算。

$$R_{\text{SENSE}} = \frac{2 \cdot 160\text{mV} \cdot V_{\text{IN(MIN)}}}{2 \cdot I_{\text{OUT(MAX, BOOST)}} \cdot V_{\text{OUT}} + \Delta I_{L, \text{BOOST}} \cdot V_{\text{IN(MIN)}}$$

选择一个阻值为 10mΩ 的 R_{SENSE}。

输出电压为 12V。选择 R1 = 20k。R2 为:

$$R2 = \frac{V_{\text{OUT}} \cdot R1}{0.8} - R1$$

选择 R2 = 280k。R1 和 R2 均应具有一个不超过 1% 的容差。

接著, 选择 MOSFET 开关。Siliconix Si4840 是合适之选, 其 R_{DS(ON)} = 0.009Ω (V_{GS} = 6V 时), C_{RSS} = 150pF, θ_{JA} = 40°C/W。

开关 A 的最大功耗出现在升压模式中 (此时开关 A 始终处于接通状态)。假设结温 T_J = 150°C (ρ_{150°C} = 1.5), 则 V_{IN} = 5V 条件下的功耗为:

$$P_{A, \text{BOOST}} = \left(\frac{12}{5} \cdot 5 \right)^2 \cdot 1.5 \cdot 0.009 = 1.94\text{W}$$

应用信息

在 70°C 的环境温度条件下核实 MOSFET 中的 T_J :

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 1.94\text{W} \cdot 40^\circ\text{C}/\text{W} = 147.6^\circ\text{C}$$

开关 B 的最大功耗出现在降压模式中。假设结温 $T_J = 80^\circ\text{C}$ ($\rho_{80^\circ\text{C}} = 1.2$)，则 $V_{\text{IN}} = 18\text{V}$ 条件下的功耗为：

$$P_{\text{B,BUCK}} = \frac{18 - 12}{18} \cdot 5^2 \cdot 1.2 \cdot 0.009 = 90\text{mW}$$

在 70°C 的环境温度条件下核实 MOSFET 中的 T_J :

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 0.09\text{W} \cdot 40^\circ\text{C}/\text{W} = 73.6^\circ\text{C}$$

开关 C 的最大功耗出现在降压模式中。假设结温 $T_J = 110^\circ\text{C}$ ($\rho_{110^\circ\text{C}} = 1.4$)，则 $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 条件下的功耗为：

$$P_{\text{C,BOOST}} = \frac{(12 - 5) \cdot 12}{5^2} \cdot 5^2 \cdot 1.4 \cdot 0.009 \\ + 2 \cdot 12^3 \cdot \frac{5}{5} \cdot 150\text{p} \cdot 400\text{k} = 1.27\text{W}$$

在 70°C 的环境温度条件下核实 MOSFET 中的 T_J :

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 1.08\text{W} \cdot 40^\circ\text{C}/\text{W} = 113^\circ\text{C}$$

开关 D 的最大功耗出现在升压模式中(此时其占空比大约 50%)。假设结温 $T_J = 100^\circ\text{C}$ ($\rho_{100^\circ\text{C}} = 1.35$)，则 $V_{\text{IN}} = 5\text{V}$ 条件下的功耗为：

$$P_{\text{C,BOOST}} = \frac{5}{12} \cdot \left(\frac{12}{5} \cdot 5\right)^2 \cdot 1.35 \cdot 0.009 = 0.73\text{W}$$

在 70°C 的环境温度条件下核实 MOSFET 中的 T_J :

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 0.73\text{W} \cdot 40^\circ\text{C}/\text{W} = 99^\circ\text{C}$$

选择 C_{IN} 是用于在降压模式中对矩形电流进行滤波。在该模式中，最大输入电流峰值为：

$$I_{\text{IN,PEAK(MAX,BUCK)}} = 5 \cdot \left(1 + \frac{29\%}{2}\right) = 5.7\text{A}$$

选择一个低 ESR (10mΩ) 电容器。输入电压纹波为 57mV (假设 ESR 主导纹波)。

选择 C_{OUT} 是用于在升压模式中对矩形电流进行滤波。在该模式中，最大输出电流峰值为：

$$I_{\text{OUT, PEAK(MAX,BOOST)}} = \frac{12}{5} \cdot 5 \cdot \left(1 + \frac{11\%}{2}\right) = 10.6\text{A}$$

建议采用一个低 ESR (5mΩ) 电容器。该电容器将把输出电压纹波限制为 53mV (假设 ESR 主导纹波)。

PC 板布局检查清单

基本的 PC 板布局需要一个专用接地平面层。而且，对于高电流，多层电路板可为功率元件提供散热。

- 接地平面层上不应布设任何走线，而且应尽可能地靠近带有功率 MOSFET 的电路层。
- 将 C_{IN} 、开关 A、开关 B 和 D1 布设在一个紧凑的区域内。将 C_{OUT} 、开关 C、开关 D 和 D2 布设在一个紧凑的面积内。图 10 示出一个布局的例子。

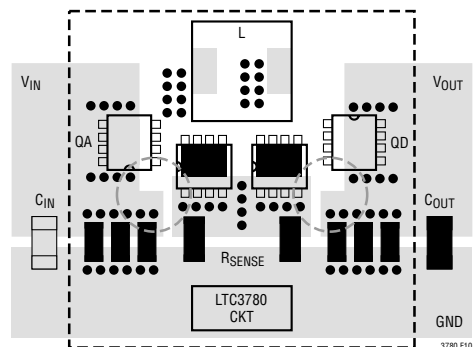


图 10：开关布局

应用信息

- 采用直接通孔将元件 (包括 LTC3780 的 SGND 和 PGND 引脚) 连接至接地平面。为每个功率元件使用多个大通孔。
- 为 V_{IN} 和 V_{OUT} 使用平面, 以维持优良的电压滤波并抑制功耗。
- 将所有电路层的全部未用区域都敷上铜。采用这种敷铜的方法将降低功率元件的温升。将铜面积连接至任何 DC 网络 (V_{IN} 或 GND)。
- 将 INTV_{CC} 去耦电容器 C_{VCC} 靠近 INTV_{CC} 和 PGND 引脚连接。
- 将上端驱动器升压电容器 C_A 靠近 BOOST1 和 SW1 引脚连接。将上端驱动器升压电容器 C_B 靠近 BOOST2 和 SW2 引脚连接。
- 将输入电容器 C_{IN} 和输出电容器 C_{OUT} 靠近功率 MOSFET 连接。这些电容器在升压和降压模式中承载 MOSFET AC 电流。

在对印刷电路板进行布局时, 应采用以下的检查清单以确保 LTC3780 的正常操作。在图 11 的布局图中对这些项目进行了图示。

- 使信号地和电源地分离。所有的小信号元件应在一点返回 SGND 引脚, 然后通过该点连接至靠近开关 B 和开关 C 的源极的 PGND 引脚。
- 将开关 B 和开关 C 布设在尽可能靠近控制器的地方, 并使 PGND、BG 和 SW 走线简短。
- 使高 dV/dt SW1、SW2、BOOST1、BOOST2、TG1 和 TG2 节点远离敏感的小信号节点。
- 由开关 A、开关 B、D1 和 C_{IN} 电容器形成的通路应具有简短的引线和 PC 轨迹长度。由开关 C、开关 D、D2 和 C_{OUT} 电容器形成的通路也应具有简短的引线和 PC 轨迹长度。
- 输出电容器的负 (-) 端应与输入电容器的负 (-) 端尽可能近地相连。
- 将 V_{OSENSE} 引脚阻性分压器连接至 C_{OUT} 的正 (+) 端和信号地。应在尽可能靠近 LTC3780 SGND 引脚的地方布设一个小 V_{OSENSE} 去耦电容器。R2 接线不应沿著大电流或噪声通路 (例如输入电容器)。
- 将 SENSE⁻ 和 SENSE⁺ 引线排布在一起, 并保持最小的 PC 轨迹间距。SENSE⁺ 和 SENSE⁻ 之间的滤波电容器应尽可能靠近 IC。利用 SENSE 电阻器上的开尔文 (Kelvin) 连接来确保准确的电流检测。图 12 示出了一个布局的例子。
- 将 I_{TH} 引脚补偿网络靠近 IC 连接 (置于 I_{TH} 引脚与信号地引脚之间)。电容器有助于滤除 PCB 噪声以及来自补偿环路的输出电压纹波电压的影响。
- 将 INTV_{CC} 去耦电容器靠近 IC 连接 (置于 INTV_{CC} 引脚与电源地引脚之间)。该电容器承载 MOSFET 驱动器的电流峰值。在紧挨著 INTV_{CC} 和 PGND 引脚的地方布设一个附加的 1 μ F 陶瓷电容器有助于使噪声性能得到实质性的改善。

应用信息

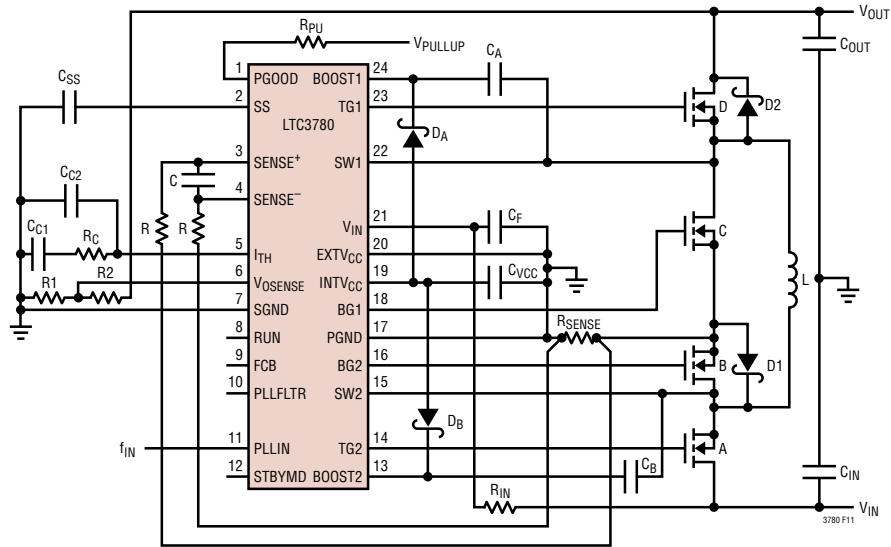


图 11 : LTC3780 布局示意图

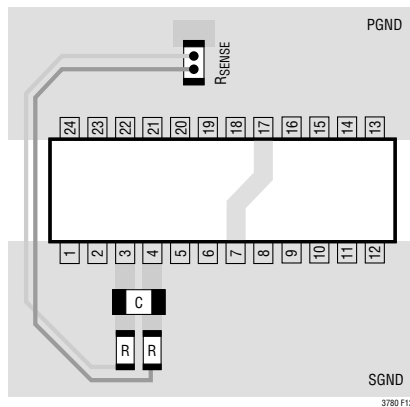
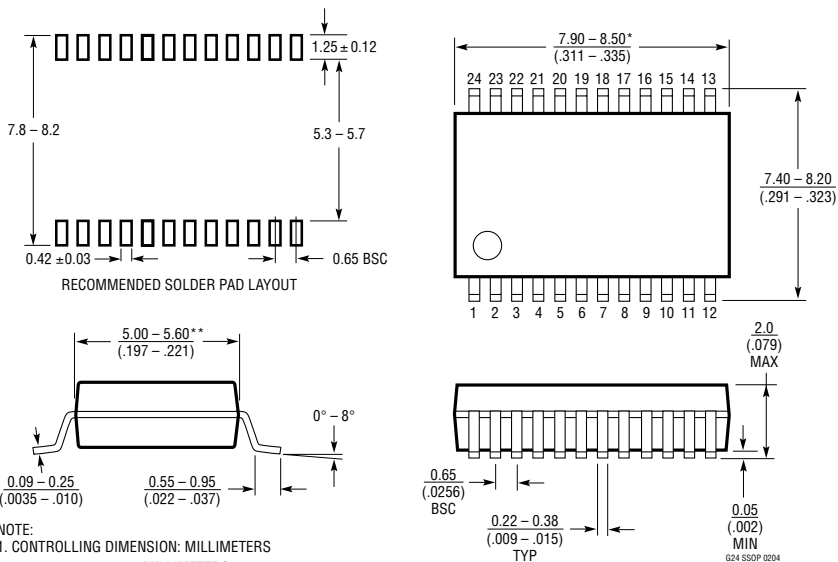


图 12 : 检测线布局

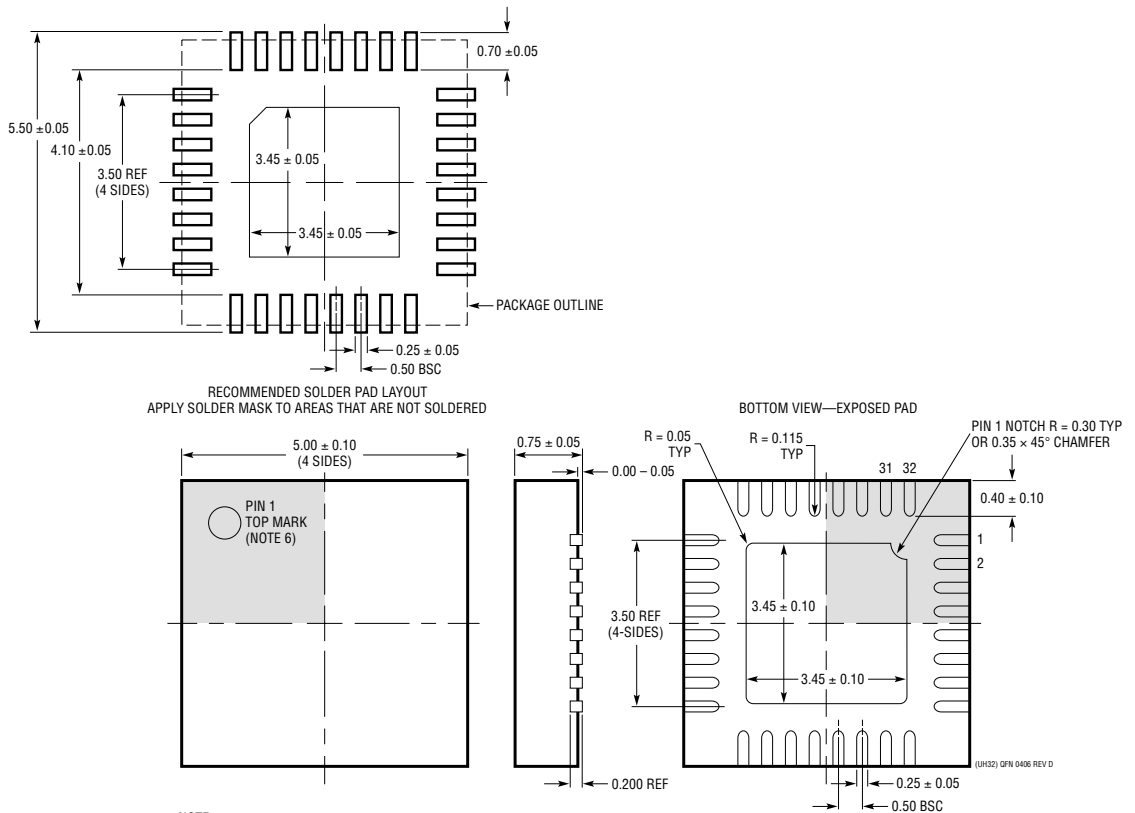
封装描述

G 封装
24 引脚塑料 SSOP (5.3mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1640)

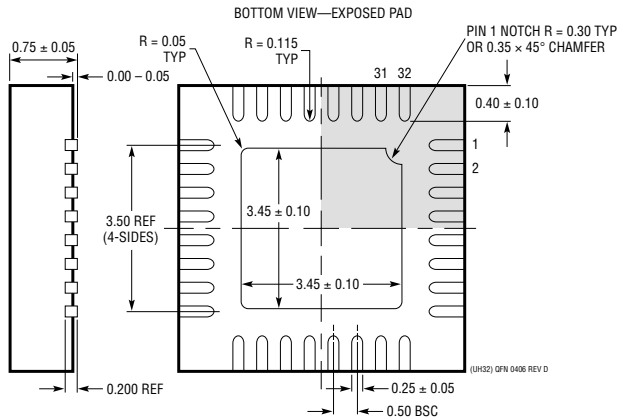
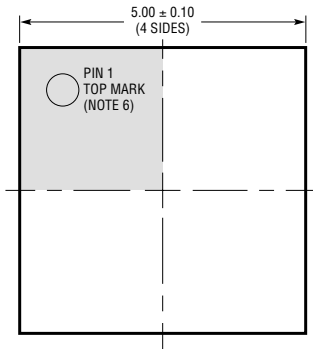


封装描述

UH 封装
32 引脚塑料 QFN (5mm × 5mm)
(参考 LTC DWG # 05-08-1693)



RECOMMENDED SOLDER PAD LAYOUT
APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



NOTE:

1. DRAWING PROPOSED TO BE A JEDEC PACKAGE OUTLINE MQ-220 VARIATION WHHD-(X) (TO BE APPROVED)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED
6. SHADED AREA IS ONLY A REFERENCE FOR PIN 1 LOCATION ON THE TOP AND BOTTOM OF PACKAGE

典型应用

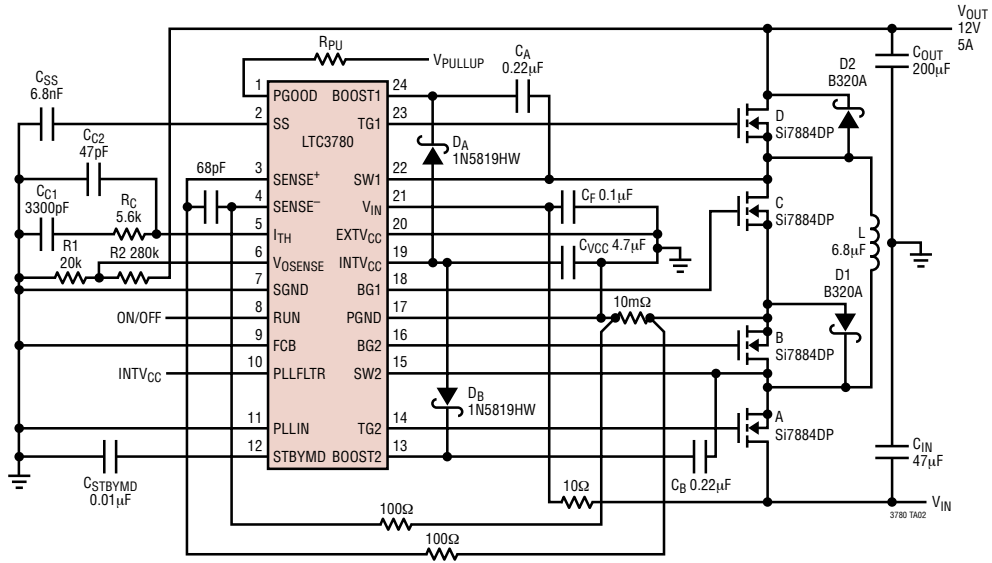


图 13 : LTC3780 12V/3A、降压-升压型稳压器

相关器件

相关器件	描述	备注
LTC1871	宽输入范围控制器	无 R_{SENSE} ，5V 栅极驱动，电流模式控制
LT1339	高功率同步 DC/DC 控制器	V_{IN} 高达 60V，驱动 10,000pF 栅极电容， $I_{OUT} \leq 20A$
LTC1702A	双通道，两相同步 DC/DC 控制器	550kHz 工作频率，无检测电阻器， $3V \leq V_{IN} \leq 7V$ ， $I_{OUT} \leq 20A$
LTC1735	同步降压型 DC/DC 控制器	$3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ ， $0.8V \leq V_{OUT} \leq 6V$ ，电流模式， $I_{OUT} \leq 20A$
LTC1778	无检测电阻器型同步 DC/DC 控制器	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ ，快速瞬态响应，电流模式， $I_{OUT} \leq 20A$
LT1956	单片式 1.5A，500kHz 降压型稳压器	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ ，2.5mA 电源电流，16 引脚 SSOP 封装
LT3010	50mA，3V 至 80V 线性稳压器	$1.275V \leq V_{OUT} \leq 60V$ ，无需保护二极管，8 引脚 MSOP 封装
LT3430/LT3431	单片式 3A，200kHz/500kHz 降压型稳压器	$5.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ ，0.1 Ω 饱和开关，16 引脚 SSOP 封装
LT3433	单片式升压/降压型 DC/DC 转换器	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ ，500mA 开关，自动升压/降压，单个电感器
LTC3443	单片式降压-升压型转换器	$2.4V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ ，效率达 96%，600kHz 工作频率，2A 开关
LTC3703	100V 同步 DC/DC 转换器	V_{IN} 高达 100V，9.3V 至 15V 栅极驱动电源
LTC4440	高速、高电压、高端栅极驱动器	高端源高达 100V，8V 至 15V 栅极驱动电源，欠压闭锁，6 引线 ThinSOT 或 8 引线裸露 MSOP 封装